

Japanese Patent Laid-open No. HEI 8-307283 A

Publication date : November 22, 1996

Applicant : Oki Electric Industry Co., Ltd.

Title : Maximum Likelihood Sequence Estimator and Method of Maximum Likelihood Sequence Estimation

[0049] Fig. 2 is a block diagram of a specific configuration of the soft-decision value converter 334. The soft-decision value converter 334 shown in Fig. 2 includes a multiplier 334a1, an adder 334b, a multiplier 334a2, and a quantizer 334c connected in sequence. Hard-decision data E_{bm} that is input to the soft-decision value converter 334 is multiplied by -2α by the multiplier 334a1, α is added to the output from the multiplier 334a1 by the adder 334b, and the output from the adder 334b is multiplied by an envelop curve level p_n by the multiplier 334a2. The output from the multiplier 334a2 is then quantized by the quantizer 334c.

[0050] Since the hard-decision data E_{bm} is limited to two values of either "0" or "1", the envelop curve level p_n detected by the envelop curve detector 333 is converted as follows by the configuration shown in Fig. 2 according to a value "0" or "1" of the hard-decision data E_{bm} as an output from the transmission logic decoder 34.

[0051]

When $E_{bm}=0$, $q_m=Q [+ \alpha \cdot p_n]$

When $E_{bm}=1$, $q_m=Q [- \alpha \cdot p_n]$

A value thus obtained by converting the envelop curve level p_n is then transmitted as a soft-decision value output q_m to an error correcting and decoding unit 35a, which in turn performs decoding by using a soft-decision Viterbi algorithm. Reference sign α denotes a conversion count and depends on a dynamic range of the apparatus. Reference sign $Q [\cdot]$ denotes a quantizer.

[0052] Consequently, even if a value of the hard-decision data E_{bm} output from the transmission logic decoder 34 is the same, the soft-decision value output q_m to be output from the soft-decision value converter 334 will have a different value depending on the magnitude of the envelop curve level p_n .

[0053] In a modulation system that transmits M bits by one symbol, conversion of soft-decision value is performed using the same envelop curve level for each symbol, and therefore, M soft-decision values to be decoded from a received signal for one symbol will have the same absolute value with a varying sign depending on the hard-decision value.

[0054] The configuration described above takes into consideration the fact that the magnitude of the received signal y_n level has an impact on accuracy of both estimation of

impulse response $\{E_{hk}\}$ on the transmission line by the transmission line estimator 332 and estimation of transmitted symbol E_{an} by the Viterbi algorithm processor 331. When the receiver noise is constant, the magnitude of the received signal level corresponds to the magnitude of S/N ratio of the signal. When the received signal y_n level is high, the signal S/N ratio is large as well, resulting in an improved estimation accuracy of estimated impulse response $\{E_{hk}\}$ on the transmission line by the transmission line estimator 332 and this in turn allows correct identification of the received signal y_n and estimation of the transmitted symbol E_{an} by the Viterbi algorithm processor 331. On the other hand, when the received signal y_n level is low, the signal S/N ratio is small as well, resulting in less accurate estimation of estimated impulse response $\{E_{hk}\}$ on the transmission line by the transmission line estimator 332. Therefore, an error may occur in estimating the transmitted symbol E_{an} by the Viterbi algorithm processor 331 due to the estimated impulse response $\{E_{hk}\}$ being used in the estimation and the deteriorated error correction performance attributable to the small S/N ratio of the signal itself. Obviously, the decoded transmitted data E_{bm} having a value of "0" or "1" and output from the transmission logic decoder 34 based on a possibly incorrect transmitted symbol E_{an} may also be incorrect.

[0055] It is understood that accuracy of "0" or "1" of the transmitted data E_{bm} output from the transmission logic decoder 34 depends on the magnitude of the received signal y_n level.

[0056] Accordingly, with the present configuration, the soft-decision value can be determined by determining a difference in the level of the received signal y_n as a difference in the envelop curve level p_n of the received signal y_n , using a relatively large decision value to increase the weighting when the envelop curve level p_n is high and alternatively using a relatively small decision value to reduce the weighting when the envelop curve level p_n is low.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-307283

(43) 公開日 平成8年(1996)11月22日

(51) Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 M 13/12			H 0 3 M 13/12	
H 0 3 H 21/00		8842-5 J	H 0 3 H 21/00	
H 0 4 B 7/005			H 0 4 B 7/005	
H 0 4 L 25/08		9199-5 K	H 0 4 L 25/08	B

審査請求 未請求 請求項の数13 O L (全 13 頁)

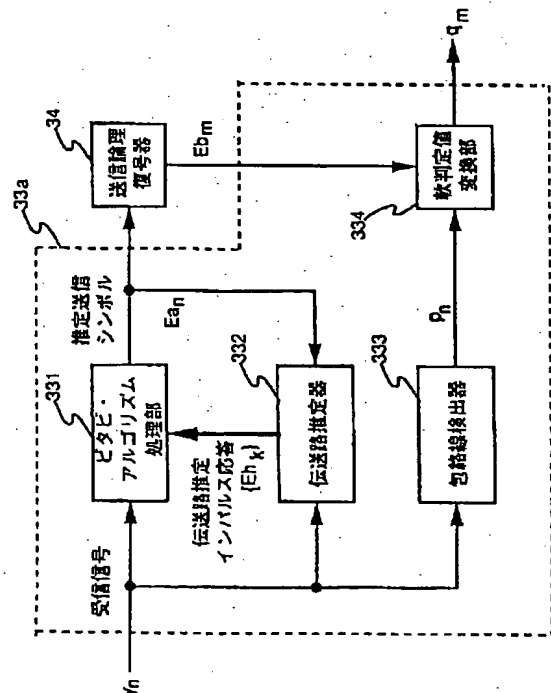
(21) 出願番号	特願平8-4714	(71) 出願人	000000295 沖電気工業株式会社 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号
(22) 出願日	平成8年(1996)1月16日	(72) 発明者	椎野 玄博 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気 工業株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願平7-49922	(72) 発明者	山口 法夫 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気 工業株式会社内
(32) 優先日	平7(1995)3月9日	(72) 発明者	直井 利道 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気 工業株式会社内
(33) 優先権主張国	日本 (J P)	(74) 代理人	弁理士 大西 健治

(54) 【発明の名称】 最尤系列推定器及び最尤系列推定方法

(57) 【要約】

【課題】 受信機の等化器等に用いた場合に、変調方法にかかわらず軟判定で最尤系列推定を行う。

【解決手段】 この最尤系列推定器のビタビ・アルゴリズム処理部331は、受信信号 y_n と推定インパルス応答 $\{E_{hk}\}$ とを用いて、ビタビ・アルゴリズムにより送信シンボル E_{an} を推定する。送信論理復号器34は送信シンボル E_{an} を"1"または"0"の値を持つ硬判定データ E_{bm} に変換し、包絡線検出器333は受信信号 y_n の包絡線レベル p_n を検出する。そして軟判定値変換部334は、送信論理復号器34から入力された硬判定データ E_{bm} の"1"または"0"の値に応じて、包絡線検出器333から入力された包絡線レベル p_n を変換することによって、軟判定値出力 q_m を得る。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号から伝送路のインパルス応答を推定する伝送路推定手段と、前記伝送路推定手段において推定された前記伝送路の推定インパルス応答を用いて前記受信信号から送信シンボル系列を最尤推定する最尤系列推定手段とを備えた最尤系列推定器において、前記伝送路の品質を評価する伝送路品質評価手段と、前記最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号したデータの1または0の値に応じて、前記伝送路品質評価手段の評価結果を変換した値を軟判定値として出力する軟判定値変換手段と、を有することを特徴とする最尤系列推定器。

【請求項2】 受信信号から伝送路のインパルス応答を推定する伝送路推定手段と、前記伝送路推定手段において推定された前記伝送路の推定インパルス応答を用いて前記受信信号から送信シンボル系列を最尤推定する最尤系列推定手段とを備えた最尤系列推定器において、前記受信信号の包絡線レベルを検出する包絡線検出手段と、前記最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号したデータの1または0の値に応じて、前記包絡線レベルを変換した値を軟判定値として出力する軟判定値変換手段と、を有することを特徴とする最尤系列推定器。

【請求項3】 請求項2記載の最尤系列推定器において、前記軟判定値変換手段は前記包絡線レベルに前記復号したデータの1または0の値に応じて係数の符号を変えて乗じた値を軟判定値とすることを特徴とする最尤系列推定器。

【請求項4】 受信信号から伝送路のインパルス応答を推定する伝送路推定手段と、前記伝送路推定手段において推定された前記伝送路の推定インパルス応答を用いて前記受信信号から送信シンボル系列を最尤推定する最尤系列推定手段とを備えた最尤系列推定器において、前記受信信号の包絡線レベルを検出する包絡線検出手段と、前記最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号したデータの重み付けを、前記包絡線レベルの大きさに応じて変換した値を軟判定値として出力する軟判定値変換手段と、を有することを特徴とする最尤系列推定器。

【請求項5】 請求項2、3又は4記載の最尤系列推定器において、前記包絡線検出手段は前記受信信号の瞬時電力をローパスフィルタによってフィルタリングした値を前記包絡線レベルとすることを特徴とする最尤系列推定器。

【請求項6】 請求項2、3又は4記載の最尤系列推定器において、前記包絡線検出手段は前記受信信号の瞬時電力の移動平均値を前記包絡線レベルとすることを特徴とする最尤系列推定器。

【請求項7】 受信信号から伝送路のインパルス応答を推定する伝送路推定手段と、前記伝送路推定手段において推定された前記伝送路の推定インパルス応答を用いて前記受信信号から送信シンボル系列を最尤推定する最尤系列推定手段とを備えた最尤系列推定器において、前記伝送路推定インパルス応答の誤差から推定位相誤差を抽出する位相誤差抽出手段と、前記最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号したデータの1または0の値に応じて、前記推定位相誤差を変換した値を軟判定値として出力する軟判定値変換手段と、を有することを特徴とする最尤系列推定器。

【請求項8】 受信信号から伝送路のインパルス応答を推定する伝送路推定手段と、前記伝送路推定手段において推定された前記伝送路の推定インパルス応答を用いて前記受信信号から送信シンボル系列を最尤推定する最尤系列推定手段とを備えた最尤系列推定器において、前記受信信号の包絡線レベルを検出する包絡線検出手段と、前記伝送路推定インパルス応答の誤差から推定位相誤差を抽出する位相誤差抽出手段と、前記最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号したデータの1または0の値に応じて、前記包絡線レベルと前記推定位相誤差を変換した値を軟判定値として出力する軟判定値変換手段と、を有することを特徴とする最尤系列推定器。

【請求項9】 (a) 受信信号から伝送路のインパルス応答を求め、

(b) 前記伝送路のインパルス応答を用いて受信信号から送信シンボル系列を最尤推定し、

(c) 前記伝送路の品質を評価した評価値を生成し、

(d) 前記最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号してデータを作成し、

(e) 前記復号したデータの値に応じて前記評価値を変換して軟判定値とすることを特徴とする最尤系列推定方法。

【請求項10】 (a) 受信信号から伝送路のインパルス応答を求め、

(b) 前記伝送路のインパルス応答を用いて受信信号から送信シンボル系列を最尤推定し、

(c) 前記受信信号の包絡線レベルを検出し、

(d) 前記最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号してデータを作成し、

(e) 前記復号したデータの値に応じて前記包絡線レベルを変換して軟判定値とすることを特徴とする最尤系列推定方法。

【請求項11】 (a) 受信信号から伝送路のインパルス応答を求め、

(b) 前記伝送路のインパルス応答を用いて受信信号から送信シンボル系列を最尤推定し、

(c) 前記受信信号の包絡線レベルを検出し、
 (d) 前記最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号してデータを作成し、
 (e) 前記復号したデータの重み付けを、前記包絡線レベルの大きさに応じて変換した値を軟判定値とすることを特徴とする最尤系列推定方法。

【請求項12】 (a) 受信信号から伝送路のインパルス応答を求め、
 (b) 前記伝送路のインパルス応答を用いて受信信号から送信シンボル系列を最尤推定し、
 (c) 前記伝送路推定インパルス応答の誤差から推定位相誤差を抽出し、
 (d) 前記最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号してデータを作成し、
 (e) 前記復号したデータの値に応じて前記推定位相誤差を変換して軟判定値とすることを特徴とする最尤系列推定方法。

【請求項13】 (a) 受信信号から伝送路のインパルス応答を求め、
 (b) 前記伝送路のインパルス応答を用いて受信信号から送信シンボル系列を最尤推定し、
 (c) 前記受信信号の包絡線レベルを検出し、
 (d) 前記伝送路推定インパルス応答の誤差から推定位相誤差を抽出し、
 (e) 前記最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号してデータを作成し、
 (f) 前記復号したデータの値に応じて、前記包絡線レベルと前記推定位相誤差を変換して軟判定値とすることを特徴とする最尤系列推定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、ディジタル通信の受信機において、伝送路の歪みを補償する等化器に適用できる最尤系列推定器及び最尤系列推定方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、ディジタル移動通信の実用化が急速に進められているが、陸上移動通信では、遅延をとまなう多数の干渉波の影響と、移動端末自体が高速で移動することによって、周波数選択性フェージングが発生し、受信信号波形が著しく歪むため、等化器によってこの歪みを補償する必要がある。

【0003】この周波数選択性フェージング発生の問題については従来から、"J. G. Proakis, FDigital Communications. New York, McGraw-Hill, 1983, pp610-627 (以下、文献1)"、"B. Sklar, Digital Communications. Prentice Hall, 1988, pp314-338 (以下、文献2)"及び"J. Hagenauer他, A Viterbi Algorithm with Soft-Decision Outputs and its Applications. Proceedings of Globcom '89, pp47.1.1-47.1.7, 1989 (以

下、文献3)"等で論じられている。

【0004】最尤系列推定は、周波数選択性フェージングのように伝送路の遅延特性と高速フェージングに起因して歪んだ受信信号波形から、正しい送信データを得るための最も有効な等化方式の一つである。

【0005】まず、ディジタル移動通信の送受信機の構成例及び信号の流れを図5を用いて簡単に説明する。

【0006】送信機1では、誤り訂正符号化器11によって、送信する情報データ c_m の誤り訂正符号化を行う。

次に送信論理符号化器12によって、この誤り訂正符号化を施された送信データ b_m を送信シンボル a_n に変換する。そして送信ローパスフィルタ13によって、この送信シンボル a_n を帯域制限して送信複素ベースバンド信号 $s(t)$ を生成する。最後に変調器14によって、この送信複素ベースバンド信号 $s(t)$ を搬送波を用いて変調し、信号 $s_c(t)$ として送信する。

【0007】この信号 $s_c(t)$ は伝送路2を通り、信号 $r_c(t)$ として受信機3に受信される。

【0008】この受信機3では、この信号 $r_c(t)$ を復調器31で複素ベースバンド信号 $r(t)$ に変換する。さらに受信ローパスフィルタ32によって、この複素ベースバンド信号 $r(t)$ を帯域制限して受信複素ベースバンド信号 $y(t)$ を生成する。そして、受信複素ベースバンド信号 $y(t)$ をシンボル間隔 T でサンプリングして、サンプル値 y_n を得る。等化器33では、周波数選択性フェージングによる伝送路の特性を補償しながら、このサンプル値 y_n から送信シンボルを推定して推定値 Ea_n を得る。送信論理復号器34は、この送信シンボルの推定値 Ea_n を送信データ Eb_m に変換する。この送信データ Eb_m は誤り訂正符号化された符号なので、最後に誤り訂正復号器35で、誤り訂正符号の復号を行い、情報データ Ec_m を得る。

【0009】ここでいう誤り訂正符号化とは、通信路で生じた誤りを軽減するために、組織的な符号化を行うことであり、ディジタル移動通信の場合、畳み込み符号が多く用いられる。そしてこの畳み込み符号の復号法としては、ビタビ・アルゴリズムが一般に用いられる。

【0010】ビタビ・アルゴリズムは、畳み込み符号のもつ繰返し構造を利用して最尤復号を効率的に実行する復号方法である。基本的には、トレリス図上で取り得るビット列と受信ビット列とを比較し、復号時に最も誤りの少ない経路(最尤パス)を選択することで送信信号を推定する。

【0011】ここで用いられる、畳み込み符号及びその復号法であるビタビ・アルゴリズムについては、上記文献2に記載されているので詳細な説明は省略する。

【0012】このビタビ・アルゴリズムには、大きく分けて、硬判定と軟判定とがある。硬判定のビタビ・アルゴリズムは入力信号を"1"及び"0"の2値として扱うものであり、軟判定のビタビ・アルゴリズムは"1"

と”0”だけでなく、その中間値も取り扱うようにしたものである。そして、軟判定のビタビ・アルゴリズムの方が、多値に基づいて判定を行うので、硬判定に比べてよい特性を示す。

【0013】等化器33として用いられる最尤系列推定器は、ある有限区間での受信信号系列 $y_N = \{y_1, y_2, \dots, y_N\}$ が得られたときに、伝送路のインパルス応答 $h(t)$ を既知として、 y_N を実現する確率（尤度）の最も大きい送信シンボル系列 $a_N = \{a_1, a_2, \dots, a_N\}$ を推定するものである。

【0014】最尤推定のアルゴリズムとしては、一般にビタビ・アルゴリズムを用いる。ただし、最尤系列推定で用いるビタビ・アルゴリズムは、変調方式によって状態数とブランチ数が変わる点が、畳み込み符号の復調の場合と異なる。

【0015】例えば畳み込み符号の場合、状態数は 2^{K-1} であり、ある時刻の各状態に、一つ前の時刻の状態から至る可能性のある遷移（ブランチ）は2つである。それに対して最尤系列推定の場合、送信シンボルが M 通りあるとすると、状態数は M^{K-1} 、ブランチの数は M となる。ここで K は拘束長と呼ばれ、畳み込み符号の場合は符号化器の長さ、最尤系列推定の場合は伝送路のインパルス応答長である。

【0016】図4は、従来の等化器33として用いられる最尤系列推定器の構成を示したブロック図であり、ビタビ・アルゴリズム処理部331と伝送路推定器332から構成されている。

【0017】伝送路推定器332は、伝送路2のインパルス応答をビタビ・アルゴリズム処理部331に出力する。この伝送路2のインパルス応答は、実際には既知ではないので、伝送路推定器332において、受信信号 y_n と同期系列等の既知の送信信号及び推定された送信シンボル Ea_n から、または受信信号 y_n と推定された送信シンボル Ea_n から、適応アルゴリズム等により推定される。

【0018】ビタビ・アルゴリズム処理部331は、受信信号 y_n と伝送路推定器332によって推定されたインパルス応答 $\{Eh_k\}$ 、 $(k=0, 1, \dots, K)$ とを用いて、ビタビ・アルゴリズムにより送信シンボルの推定を行う。

【0019】等化器33であるこの最尤系列推定器によって推定された送信シンボル Ea_n は、送信論理復号器34によって送信データの推定値 Ebm に変換され、誤り訂正復号器35に入力される。この等化器33によって推定された送信シンボル Ea_n は変調方式によって決まった M 通りの内のいずれか一つである。その為に、送信論理復号器34で復号される送信データ Ebm も、1または0のいずれかの値、すなわち、硬判定値となる。そして、送信データ Ebm が硬判定値であるため、誤り訂正復号器35も硬判定のビタビ・アルゴリズムによって復号を行う。

【0020】以上説明したとおり、この等化器33の出力

が硬判定値である為に、後段の処理は硬判定のビタビ・アルゴリズムによって行われることになる。しかしながら、前述したように、畳み込み符号のビタビ・アルゴリズムは軟判定の方が特性がよいので、等化器33の出力は軟判定値であることが望ましい。

【0021】文献3には、硬判定値と同時に軟判定値を出力するビタビ・アルゴリズムが記載されている。

【0022】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、この文献3にあるような従来提案されている軟判定型最尤系列推定器は、1シンボルが1ビットに対応することを前提とした構成となっている。

【0023】より詳細に説明すると、文献3では、ビタビ・アルゴリズムがあるパスを選択した時に、その選択が誤っているかどうかの確かさを、選択されたパスのパスメトリック $M(1)$ と、選択されなかったパスのパスメトリック $M(2)$ との差として、 $\Delta = M(2) - M(1)$ の関数として解析している。この解析の手法から明かなように、文献3に開示されている軟判定型最尤系列推定器は、ブランチが2つの場合についてのみ解析可能であり、これをそのまま最尤系列推定器に応用した場合、1シンボルで1ビットを送信する変調方式にしか対応することができない。

【0024】そして、1シンボルで多ビットを送信する、例えば $\pi/4$ シフト差動型位相変調（DQPSK）等の変調方式の場合には、依然として硬判定出力の最尤系列推定器を用いているため、後段の誤り訂正復号器では硬判定のビタビ・アルゴリズムを用いるしかなく、誤り訂正復号器においてビタビ・アルゴリズムを用いることによる特性を、十分に発揮できないという問題点があった。

【0025】

【課題を解決するための手段】上記問題点を解決するために、この発明の最尤系列推定器は、受信信号から伝送路のインパルス応答を推定する伝送路推定手段と、伝送路推定手段において推定された伝送路の推定インパルス応答を用いて受信信号から送信シンボル系列を最尤推定する最尤系列推定手段とを備え、更に伝送路の品質を評価する伝送路品質評価手段を有する。そして、この伝送路品質評価手段の評価結果を、最尤推定された送信シンボル系列を送信符号化論理に基づいて復号したデータの”1”または”0”の値に応じて変換した値を軟判定値として出力する構成としたものである。

【0026】

【発明の実施の形態】

（第1の実施例）この発明を適用した第1の実施例である最尤系列推定器を、図1、図2及び図3を用いて説明する。

【0027】まず始めに、この第1の実施例の最尤系列推定器を等化器33aとして利用した、デジタル移動通

信の送受信機の構成例及び信号の流れを図3を用いて説明する。なお、デジタル移動通信の送受信機の構成例及び信号の流れを説明した図5と同一の構成については、同一の符号を付して説明する。

【0028】送信機1では従来と同様に、誤り訂正符号化器11によって送信する情報データ c_m の誤り訂正符号化を行い、送信論理符号化器12によって誤り訂正符号化を施された送信データ b_m を送信シンボル a_n に変換する。そして送信ローパスフィルタ13によって、この送信シンボル a_n を帯域制限して送信複素ベースバンド信号 $s(t)$ を生成し、変調器14によって送信複素ベースバンド信号 $s(t)$ を変調して、信号 $s_c(t)$ として送信する。

【0029】この信号 $s_c(t)$ は伝送路2を通り、信号 $r_c(t)$ として受信機3aに受信される。

【0030】この受信機3aでは、この信号 $r_c(t)$ を復調器31で複素ベースバンド信号 $r(t)$ に変換する。さらに受信ローパスフィルタ32によって、この複素ベースバンド信号 $r(t)$ を帯域制限して受信複素ベースバンド信号 $y(t)$ を生成する。そして、受信複素ベースバンド信号 $y(t)$ をシンボル間隔 T でサンプリングして、サンプル値 y_n を得る。

【0031】等化器33aでは、周波数選択性フェージングによる伝送路特性の歪みを補償しながら、このサンプル値 y_n から送信シンボル E_{a_n} を推定する。この送信シンボル E_{a_n} は送信論理復号器34に送られ、送信論理復号器34は、この送信シンボル E_{a_n} を”1”または”0”の値を持つ硬判定データ E_{b_m} に変換して、等化器33aに返送する。

【0032】そして等化器33aは、受信信号 y_n の包絡線レベルを伝送路品質の評価値として用い、送信論理復号器34から返送されてきた硬判定データ E_{b_m} の”1”または”0”の値に応じて変換し、軟判定値出力 q_m として誤り訂正復号器35aに送出する。

【0033】誤り訂正復号器35aは、入力された軟判定値出力 q_m を軟判定のビタビ・アルゴリズムによって復号し、情報データ E_{c_m} を得る。

【0034】等化器33aとして用いられるこの最尤系列推定器は、従来の等化器33と同様に、ある有限区間での受信信号系列 $y_n = \{y_1, y_2, \dots, y_N\}$ が得られたときに、伝送路のインパルス応答 $h(t)$ を既知として、 y_n を実現する確率（尤度）の最も大きい送信シンボル系列 $a_n = \{a_1, a_2, \dots, a_N\}$ を推定するものであり、最尤推定のアルゴリズムとしてビタビ・アルゴリズムを用いる。しかしながら、等化器33と等化器33aは、等化器33が硬判定データ E_{b_m} のみを出力するのに対して、等化器33aが最終的に軟判定値出力 q_m を出力できる点で、構成が大きく異なる。

【0035】この実施例の最尤系列推定器は、以下の論理に基づいて、軟判定値出力 q_m を出力することができ

る。

【0036】受信信号レベルの大小は、受信機雑音を一定とすれば、信号の S/N 比の大小となる。受信信号のレベルが大きいときは、信号の S/N 比が大きいので、伝送路推定手段における伝送路の推定インパルス応答の推定精度は良く、最尤系列推定手段も受信信号を正しく識別して送信シンボル系列の推定を行うことができる。しかし、受信信号のレベルが小さいときは、信号の S/N 比が小さいので、伝送路推定手段における伝送路の推定インパルス応答の推定精度が悪く、この推定インパルス応答を用いた最尤系列推定手段の送信シンボル系列の推定は、信号自身の S/N 比の小ささに起因する誤り訂正能力劣化とあいまって、誤ってしまう恐れがある。そしてこのような誤った送信シンボル系列に基づいて復号された送信データも誤っている可能性がある。

【0037】つまり、送信論理復号器から出力された送信データの確かさは、受信信号のレベルの大小と関連していると考えられる。

【0038】よって、受信信号のレベルの大小を、受信信号の包絡線レベルの大小として捉え、包絡線レベルが大きい場合は判定値の重み付けを相対的に大きくし、逆に包絡線レベルが小さい場合は判定値の重み付けを相対的に小さくすることで、軟判定値を求めることができる。

【0039】図1は、この等化器33aとして用いられる最尤系列推定器の構成を示したブロック図であり、図4に示した従来の最尤系列推定器と同一の構成については、同一の符号を付して説明する。

【0040】この図1に示された最尤系列推定器は、大規模集積回路（LSI）等を用いた個別回路、あるいはプロセッサを用いたプログラム制御等で構成されており、機能ブロックとしてはビタビ・アルゴリズム処理部331、伝送路推定器332、包絡線検出器333及び軟判定値変換部334を有している。そして、等化器33aとして機能する場合は、伝送路2から入力された受信信号 y_n は、以下の手順で復号される。

【0041】まず、受信した受信信号 y_n は伝送路推定器332、ビタビ・アルゴリズム処理部331及び伝送路品質評価手段である包絡線検出器333に入力される。

【0042】伝送路推定器332は、入力された受信信号 y_n と、ビタビ・アルゴリズム処理部331によって推定された送信シンボル E_{a_n} とから、LMS (Least Mean Square) 適応アルゴリズム等を用いて、伝送路2のインパルス応答を推定し、これを新たな推定インパルス応答 $\{E_{h_k}\}$, ($k=0, 1, \dots, K$) として、ビタビ・アルゴリズム処理部331に送出する。

【0043】ビタビ・アルゴリズム処理部331は、受信信号 y_n と推定インパルス応答 $\{E_{h_k}\}$, ($k=0, 1, \dots, K$) とを用いて、ビタビ・アルゴリズムにより送信シンボル E_{a_n} の推定を行い、この推定された送

信シンボル E_{an} を伝送路推定器332及び送信論理復号器34に送出する。

【0044】この送信シンボル E_{an} は変調方式によって決まった M 通りの内のいずれか一つであり、上記したように送信論理復号器34は、この送信シンボル E_{an} を“1”または“0”の値を持つ硬判定データ E_{bm} に変換して、軟判定値変換部334に送出する。

$$p_n = (1 - \delta) \cdot p_{n-1} + \delta \cdot |y_n|^2 \quad \dots (1)$$

ただし δ はドップラー周波数とシンボル間隔に基づいて $0 < \delta < 1$ の範囲で定められる係数である。

【0047】この(1)式のフィルタ演算によって検出された包絡線レベル p_n は、軟判定値変換部334に送出される。

【0048】軟判定値変換部334は、入力された硬判定データ E_{bm} の“1”または“0”の値に応じて包絡線レベル p_n を変換することによって、軟判定値出力 q_m を求める。

【0049】この軟判定値変換部334の詳細な構成を図2のブロック図に示す。この図2に示したこの軟判定値変換部334は、乗算器334a1、加算器334b、乗算器334a2及び量子化器334cが順に接続された構成となっている。軟判定値変換部334に入力された硬判定データ E_{bm} と“ -2α ”との積を乗算器334a1で取り、この乗算器334a1の出力に“ α ”を加算器334bで加算し、この加算器334bの出力と包絡線レベル p_n との積を乗算器334a2で取る。そしてこの乗算器334a2の出力を、量子化器334cで量子化する。

【0050】硬判定データ E_{bm} は“0”または“1”の2値に限られるので、図2の構成により、送信論理復号器34の出力である硬判定データ E_{bm} の“0”または“1”の値に応じて、包絡線検出器333で検出された包絡線レベル p_n を、以下のように変換することになる。

【0051】

$E_{bm} = 0$ の時、 $q_m = Q[+\alpha \cdot p_n]$

$E_{bm} = 1$ の時、 $q_m = Q[-\alpha \cdot p_n]$

そして、このように包絡線レベル p_n を変換した値を軟判定値出力 q_m として誤り訂正復号器35aに送出し、この誤り訂正復号器35aは軟判定のビタビ・アルゴリズムによって復号を行う。なお、ここで示した、 α は変換計数であり装置のダイナミックレンジに依存する。また、 $Q[\cdot]$ は量子化器である。

【0052】この結果、送信論理復号器34から出力された硬判定データ E_{bm} の値が同一であっても、包絡線レベル p_n の大小によって、軟判定値変換部334から出力される軟判定値出力 q_m は異なった値となる。

【0053】そして、1シンボルで M ビットを送信する変調方式の場合、1シンボル毎に同一の包絡線レベルを用いて軟判定値の変換を行っているので、1シンボルの受信信号から復号される M 個の軟判定値は、絶対値が同じで符号が硬判定値によって異なったものとなる。

*【0045】一方、包絡線検出器333は、入力された受信信号 y_n の包絡線レベル p_n を検出する。これは、例えば、次の(1)式に示すようなIIR(Infinite Impulse Response)フィルタを用いたローパスフィルタ演算により行う。

【0046】

【0054】このような構成としたのは、受信信号 y_n のレベルの大小が、伝送路推定器332における伝送路のインパルス応答 $\{E_{hk}\}$ の推定及び、ビタビ・アルゴリズム処理部331における送信シンボル E_{an} の推定の正確さに影響を与えるからである。受信信号レベルの大小は、受信機雑音を一定とすれば、信号の S/N 比の大小となる。受信信号 y_n のレベルが大ききときは、信号の S/N 比が大ききので、伝送路推定器332における伝送路の推定インパルス応答 $\{E_{hk}\}$ の推定精度は良く、ビタビ・アルゴリズム処理部331も受信信号 y_n を正しく識別して送信シンボル E_{an} の推定を行うことができる。しかし、受信信号 y_n のレベルが小さいときは、信号の S/N 比が小さいので、伝送路推定器332における伝送路の推定インパルス応答 $\{E_{hk}\}$ の推定精度が悪く、この推定インパルス応答 $\{E_{hk}\}$ を用いたビタビ・アルゴリズム処理部331の送信シンボル E_{an} の推定は、信号自身の S/N 比の小ささに起因する誤り訂正能力劣化とあいまって、誤ってしまう恐れがある。そしてこのような誤った送信シンボル E_{an} に基づいて送信論理復号器34が出力する、“0”あるいは“1”の値を持った復号された送信データ E_{bm} も、当然のことながら誤っている可能性がある。

【0055】つまり、送信論理復号器34から出力された送信データ E_{bm} の“0”または“1”の確かさは、受信信号 y_n のレベルの大小に依存していると考えられる。

【0056】よって、受信信号 y_n のレベルの大小を、受信信号 y_n の包絡線レベル p_n の大小として捉え、包絡線レベル p_n が大きき場合は判定値を相対的に大きくすることで重み付けを増やし、逆に包絡線レベル p_n が小さい場合は判定値を相対的に小さくすることで重み付けを減らす構成とし、これによって軟判定値を求めることが可能となる。

【0057】(第2の実施例)図7は本発明の第2の実施例を示すブロック図である。この最尤系列推定器は、図4に示した従来の最尤系列推定器に軟判定値変換部334と、伝送路品質評価手段である位相誤差抽出器335とを加えて構成されている。送信論理復号器34は図4の送信論理復号器34と同じものであり、本第2の実施例の軟判定値出力 q_m は、図5の誤り訂正復号器35に硬判定値 E_{bm} に替えて入力される。

【0058】この実施例の最尤系列推定器は、以下の論理に基づいて、軟判定値出力 q_m を出力することができ

る。

【0059】推定誤差が大きくなると、伝送路推定手段における伝送路の推定インパルス応答の推定精度が悪くなる。このため、この推定インパルス応答を用いた最尤系列推定手段の送信シンボル系列の推定は、誤り訂正能力が劣化して、誤ってしまう恐れがある。

【0060】そしてこのような誤った送信シンボル系列に基づいて復号された送信データも誤っている可能性がある。

【0061】つまり、送信論理復号器から出力された送信データの確かさは、推定誤差の大きさと相関していると考えられる。よって、推定誤差が大きい場合は判定値の重み付けを相対的に小さくし、逆に推定誤差が小さい場合は判定値の重み付けを相対的に大きくすることで、軟判定値を求めることができる。

【0062】この実施例の動作を以下に説明する。

【0063】まず、従来の硬判定値に相当する送信シンボルの推定を行う。

【0064】受信信号 y_n が入力されるとビタビ・アルゴリズム処理部331は、伝送路推定器332において推定された伝送路のインパルス応答推定値 $\{E_{hk}\}$ 、($k=0, \dots, K$)に基づき、ビタビ・アルゴリズムを用いて、送信シンボルの推定を行う。

【0065】伝送路推定器332では、受信信号 y_n とビタビ・アルゴリズム処理部で推定された送信シンボル E_{an} とから、LMSアルゴリズム等の適応アルゴリズムを用いて伝送路のインパルス応答を推定し、新たなインパルス応答推定値としてビタビ・アルゴリズム処理部331に入力する。送信シンボルの推定値 E_{an} は、送信論理復号器34にて、1または0の値を持つ硬判定データ E_{bm} に変換される。

$$f_i(\theta_n, E_{bm_i}, E_{bm_q}) = \begin{cases} 0 & \theta_n < -\pi/2 \\ \cos(\theta_n) & -\pi/2 \leq \theta_n < 0 \\ 1 & 0 \leq \theta_n < \pi/2 \\ \cos(\theta_n - \pi/2) & \pi/2 \leq \theta_n < \pi \\ 0 & \pi \leq \theta_n \end{cases}$$

【0074】

$$f_q(\theta_n, E_{bm_i}, E_{bm_q}) = \begin{cases} 0 & \theta_n < -\pi \\ \cos(\theta_n + \pi/2) & -\pi \leq \theta_n < -\pi/2 \\ 1 & -\pi/2 \leq \theta_n < 0 \\ \cos(\theta_n) & 0 \leq \theta_n < \pi/2 \\ 0 & \pi/2 \leq \theta_n \end{cases}$$

【0075】($E_{bm_i}=0$ かつ $E_{bm_q}=1$) または ($E_{bm_i}=1$ かつ $E_{bm_q}=0$) の場合

*【0066】一方、位相誤差抽出器335では、伝送路の推定誤差 e_n の位相成分、つまり推定位相誤差 θ_n を検出する。これは、例えば、 \tan^{-1} 等で求める。

【0067】軟判定値変換部334は、推定位相誤差 θ_n を、送信論理復号器34の出力である硬判定データ E_{bm} の1または0に応じて、変換した値を軟判定値データとして誤り訂正復号器35に出力する。

【0068】以下で、1シンボルでMビットを送信する変調方式の例として、QPSKの場合を説明する。

【0069】QPSKでは、1シンボルで2ビットを送信している。その2ビットを (b_{m_i}, b_{m_q}) で表すと、位相平面上でのシンボルと2ビット組の対応は、例えば図8の様に定義することができる。

【0070】図8の位相平面上の位相回転方向と符号の対応を、反時計回りを正方向、時計回りを逆方向と定義すると、 E_{bm_i} の軟判定値 q_{m_i} と、 E_{bm_q} の軟判定値 q_{m_q} は、

$E_{bm_i} = 0$ の時、 $q_{m_i} = Q[+f_i(\theta_n, E_{bm_i}, E_{bm_q})]$
 $E_{bm_i} = 1$ の時、 $q_{m_i} = Q[-f_i(\theta_n, E_{bm_i}, E_{bm_q})]$
 $E_{bm_q} = 0$ の時、 $q_{m_q} = Q[+f_q(\theta_n, E_{bm_i}, E_{bm_q})]$
 $E_{bm_q} = 1$ の時、 $q_{m_q} = Q[-f_q(\theta_n, E_{bm_i}, E_{bm_q})]$ のように行う。

【0071】ここで、 $Q[\cdot]$ は量子化器を表す。また、 $f(\theta_n, E_{bm_i}, E_{bm_q})$ は推定位相誤差と、その信頼度の換算関数で、例えば、以下のように定義し、これらを、図9の(a)～(d)にそれぞれ示す。

【0072】($E_{bm_i}=0$ かつ $E_{bm_q}=0$) または ($E_{bm_i}=1$ かつ $E_{bm_q}=1$) の場合

【0073】

【数1】

【数2】

【0076】

【数3】

13

14

$$f_i(\theta_n, Eb_{m-i}, Eb_{m-q}) = \begin{cases} 0 & \theta_n < -\pi \\ \cos(\theta_n + \pi/2) & -\pi \leq \theta_n < -\pi/2 \\ 1 & -\pi/2 \leq \theta_n < 0 \\ \cos(\theta_n) & 0 \leq \theta_n < \pi/2 \\ 0 & \pi/2 \leq \theta_n \end{cases}$$

【0077】

$$f_q(\theta_n, Eb_{m-i}, Eb_{m-q}) = \begin{cases} 0 & \theta_n < -\pi/2 \\ \cos(\theta_n) & -\pi/2 \leq \theta_n < 0 \\ 1 & 0 \leq \theta_n < \pi/2 \\ \cos(\theta_n - \pi/2) & \pi/2 \leq \theta_n < \pi \\ 0 & \pi \leq \theta_n \end{cases}$$

【数4】

【0078】更に言えば、1シンボル当たり1ビットの位相変調の場合にも、本発明は適用可能である。

【0079】その時の軟判定値への変換は、

$Eb_m = 0$ の時、 $q_m = Q[+f(\theta_n)]$

$Eb_m = 1$ の時、 $q_m = Q[-f(\theta_n)]$

のように行う。

【0080】ここで、 $Q[\cdot]$ は量子化器を表す。また、 $f(\theta_n)$ は推定位相誤差 θ_n と、その信頼度の換算関数で、例えば、

$$f(\theta_n) = \begin{cases} \cos(\theta_n) & |\theta_n| \leq \pi/2 \\ 0 & \text{その他} \end{cases}$$

のような関数を使用する。

【0081】以上詳細に説明したように、本発明の第2の実施例は、最尤系列推定器において、伝送路推定器の推定誤差から位相誤差を抽出する位相誤差抽出器を設け、抽出された位相誤差を硬判定値に応じて変換した値を軟判定値として出力するようにしたので、軟判定出力を得ることができる。

【0082】したがって、1シンボルで多ビットを送信する変調方式においても、後段の誤り訂正復号器において軟判定ビット・アルゴリズムを用いることができ、誤り訂正復号後の誤り率を低減する効果が得られる。

【0083】(第3の実施例) 図10は本発明による最尤系列推定器の第3の実施例を示すブロック図であって、図4に示した従来の最尤系列推定器に位相誤差抽出器335と包絡線検出器333、及び、軟判定値変換部334を加えて構成されている。送信論理復号器34は図4の送信論理復号器34と同じものであり、この実施例の軟判定値出力 q_m は、図5の誤り訂正復号器35に硬判定値 Eb_m に替えて入力される。

【0084】第3の実施例の構成は、第2の実施例の構成に、第1の実施例で説明した包絡線検出器333を追加し、軟判定値変換部334に、推定位相誤差と包絡線レベ

ルを与え、軟判定値に変換するようにしたものである。

【0085】以下に、包絡線検出器333と軟判定値変換部334の動作を説明する。

【0086】包絡線検出器333では受信信号 y_n の包絡線レベル p_n を検出する。これは、例えば、次式に示すローパスフィルタ演算により行う。

【0087】

$$p_n = (1 - \delta) \cdot p_{n-1} + \delta \cdot |y_n|^2 \quad (\text{ただし、} 0 < \delta < 1)$$

このフィルタ演算はIIRフィルタによって行われるが、この他に、FIRフィルタによるフィルタリングや移動平均あるいはそれらの組合わせによって求めてもよい。

【0088】軟判定値変換部334は、推定位相誤差 θ_n と包絡線レベル p_n を、送信論理復号器34の出力である硬判定データ Eb_m の1または0に応じて、変換した値を軟判定値データとして誤り訂正復号器35に出力する。

【0089】以下で、1シンボルでMビットを送信する変調方式の例として、QPSKの場合を説明する。

【0090】QPSKでは、1シンボルで2ビットを送信している。その2ビットを (b_{m-i}, b_{m-q}) で表すと、位相平面上でのシンボルと2ビット組の対応は、例えば図5の様に定義することができる。

【0091】図8の位相平面上の位相回転方向と符号の対応を、反時計回りを正方向、時計回りを逆方向と定義すると、 Eb_{m-i} の軟判定値 q_{m-i} と、 Eb_{m-q} の軟判定値 q_{m-q} は、

$$Eb_{m-i} = 0 \text{ の時、} q_{m-i} = Q[+\alpha \cdot p_n \cdot f_i(\theta_n, Eb_{m-i}, Eb_{m-q})]$$

$$Eb_{m-i} = 1 \text{ の時、} q_{m-i} = Q[-\alpha \cdot p_n \cdot f_i(\theta_n, Eb_{m-i}, Eb_{m-q})]$$

$$Eb_{m-q} = 0 \text{ の時、} q_{m-q} = Q[+\alpha \cdot p_n \cdot f_q(\theta_n, Eb_{m-i}, Eb_{m-q})]$$

$$Eb_{m-q} = 1 \text{ の時、} q_{m-q} = Q[-\alpha \cdot p_n \cdot f_q(\theta_n, Eb_{m-i}, Eb_{m-q})]$$

のように行う。ここで、 α は変換係数、 $Q[\cdot]$ は量子化器を表す。

【0092】また、 $f_i(\theta_n, E_{b_i}, E_{b_q})$ と $f_q(\theta_n, E_{b_i}, E_{b_q})$ は第2の実施例と同じものを用いる。

【0093】第3の実施例では、第2の実施例に加えて、受信信号の包絡線レベルを検出する包絡線検出器を設け、検出された包絡線レベルと位相誤差を硬判定値に応じて変換した値を軟判定値として出力するようにしたので、第2の実施例より、より精度の高い軟判定出力を得ることができ、更に、誤り訂正復号後の誤り率を低減する効果が得られる。

【0094】(その他の実施例) これらの実施例で示した最尤系列推定器は、ビタビ・アルゴリズム処理部及び伝送路推定器に依存しないので、これらの実施例の構成以外の構成にも適用することができる。

【0095】例えば、図4で説明した構成以外に、ビタビ・アルゴリズム処理部の入力に整合フィルタを設けた構成や、伝送路推定器の入力に推定送信シンボルを用いずにビタビ・アルゴリズム処理部の状態毎に伝送路を推定する構成、あるいは受信入力信号をシンボル間隔 T ではなく T より小さい間隔(例えば $T/2$)でサンプリングして処理する構成等にも適用することが可能である。

【0096】またこれらの実施例では、回路構成が簡単になることを理由として(1)式に示したような、インパルス応答が無限に続くIIRフィルタを用いたフィルタ演算を用いているが、この他に、インパルス応答が有限の時間長であるFIR(Finite Impulse Response)フィルタによるフィルタリングや、移動平均あるいはそれらの組み合わせによって求めてもよい。

【0097】なお、この第1の実施例の軟判定値変換部334では、入力された硬判定データ E_{b_m} である"1"または"0"の値と包絡線レベル p_n に基づいた軟判定値 q_n への変換を、 $E_{b_m}=0$ の時、 $q_n=Q[+\alpha \cdot p_n]$ とし、一方 $E_{b_m}=1$ の時、 $q_n=Q[-\alpha \cdot p_n]$ として処理している。しかしこれは、後段の誤り訂正復号器35で、軟判定値が"正"の場合に"0"として取り扱い、"負"の場合に"1"として取り扱うように取り決めているからであり、後段の処理の手順によって、硬判定データ E_{b_m} の値に応じた包絡線レベルによる変換は異なったものになる。

【0098】例えば、後段の誤り訂正復号器35aのビタビアルゴリズム復号器のブランチメトリクの計算部で、畳み込み係数の符号を第1の実施例とは逆に取り扱う様な構成のときは、変換係数 α に係っている"+"あるいは"-"は逆になる。

【0099】また、第2及び第3の実施例では、推定誤差の大小を評価する際に、その位相成分に注目した位相誤差を用いたが、誤差の絶対値を評価に用いることもできる。そして、これら位相誤差及び誤差の絶対値は、第3の実施例の包絡線レベルと位相誤差のように、各々に

評価して硬判定値に応じて変換した値を軟判定値として出力することができる。

【0100】同様に、位相誤差、誤差の絶対値及び包絡線レベルを硬判定値に応じて変換した値を、軟判定値として出力することもできる。

【0101】この発明の効果の一例として、 $\pi/4$ シフト差動型位相変調(DQPSK)にこの第1の実施例を適用した場合の、ビット誤り率のシミュレーション結果を図6(a)及び(b)に示す。シミュレーション条件は、シンボル間隔 T は $41 \mu\text{sec}$ 、伝送路モデルは2波等レベルモデルで最大ドップラー周波数 40Hz であり、 $\delta=2^{-4}$ 及び $\alpha=1$ である。2波の遅延間隔は、図6(a)が $0T$ であり図6(b)が $0.5T$ である。

【0102】図6において、横軸は E_b/N_0 (1ビット当たりの信号電力対雑音電力密度比)を表わし、○は誤り訂正復号前のビット誤り率、△は硬判定値による誤り訂正復号後のビット誤り率、□は本発明による軟判定値を用いた誤り訂正復号後のビット誤り率である。

【0103】この発明を適用した最尤系列推定器では、誤り訂正復号後のビット誤り率は、遅延間隔が $0T$ の場合は図6(a)に示すように $1/5 \sim 1/10$ に、遅延が $0.5T$ の場合は図6(b)に示すように $1/2.5$ に改善されており、この発明の効果が非常に大きいことが判る。

【0104】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、この発明を適用した最尤系列推定器は、伝送路品質評価手段を有し、この伝送路品質評価手段で評価された値を硬判定値に応じて変換した値を軟判定値として出力するようにしたので、変調方法にかかわらず軟判定出力を得ることができる。したがって、この最尤系列推定器を受信機の等化器として用いれば、1シンボルで多ビットを送信する変調方式においても、後段の誤り訂正復号器において軟判定ビタビ・アルゴリズムを用いることができ、誤り訂正復号後の誤り率を低減する効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の第1の実施例の最尤系列推定器の構成を示すブロック図である。

【図2】この第1の実施例の軟判定値変換部334の詳細な構成を示したブロック図である。

【図3】この第1の実施例の最尤系列推定器を等化器33aとして用いた場合の、ディジタル移動通信の送受信機の構成例、及び信号の流れを示したブロック図である。

【図4】従来から等化器33として用いられる最尤系列推定器の構成を示したブロック図である。

【図5】従来から存在するディジタル移動通信の送受信機の構成例、及び信号の流れを示したブロック図である。

【図6】 $\pi/4$ シフト差動型位相変調(DQPSK)にこの第1の実施例を適用した場合の、ビット誤り率のシミュ

17

レーション結果を示した図である。

【図 7】この発明の第 2 の実施例の最尤系列推定器の構成を示すブロック図である。

【図 8】位相平面上の位相回転方向と符号の対応を定義した図である。

【図 9】推定位相誤差と、その信頼度の換算関数を定義した図である。

【図 10】この発明の第 3 の実施例の最尤系列推定器の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

- 1 送信機
- 2 伝送路
- 3, 3a 受信機
- 11 誤り訂正符号化器
- 12 送信論理符号化器

18

13 送信ローパスフィルタ

14 変調器

31 復調器

32 受信ローパスフィルタ

33, 33a 等化器

34 送信論理復号器

35, 35a 誤り訂正復号器

331 ビタビ・アルゴリズム処理部

332 伝送路推定器

10 333 包絡線検出器

334 軟判定値変換部

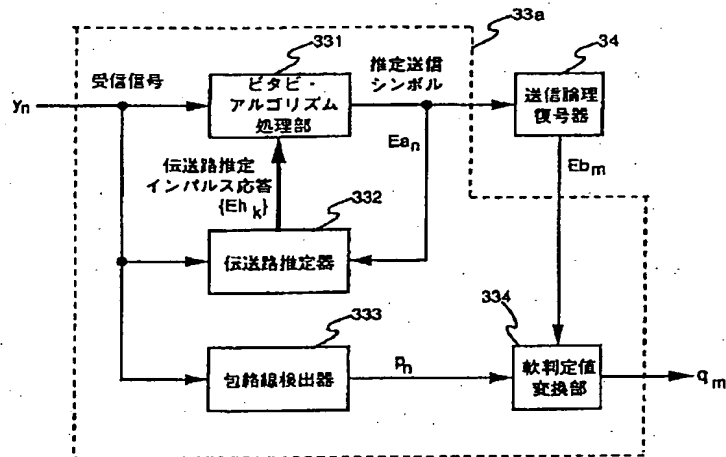
334a1, 334a2 乗算器

334b 加算器

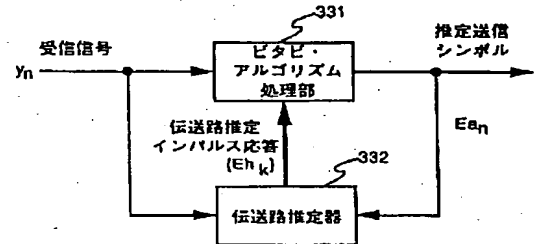
334c 量子化器

335 位相誤差抽出器

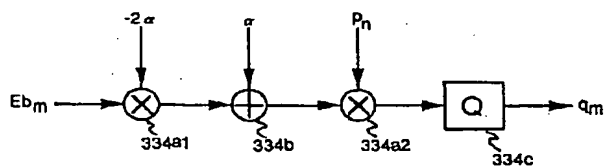
【図 1】



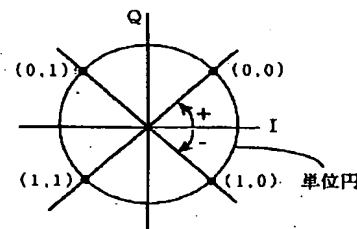
【図 4】



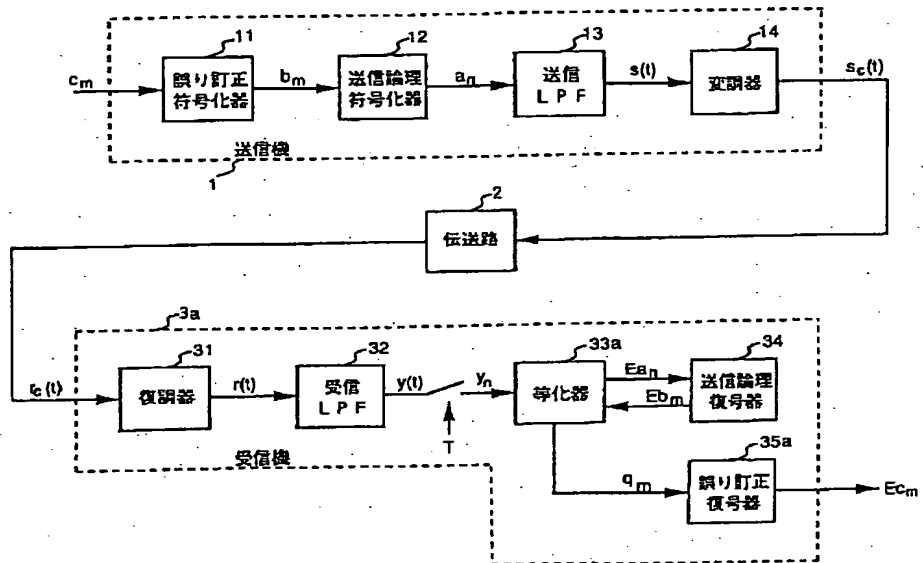
【図 2】



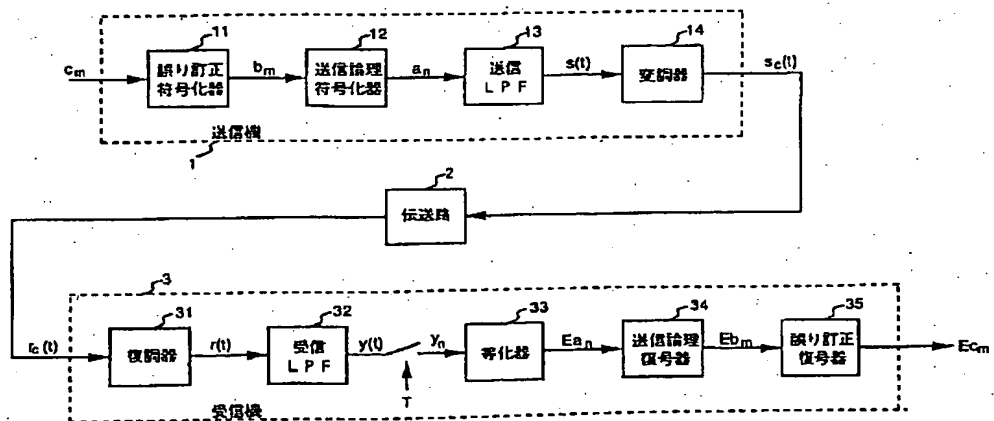
【図 8】



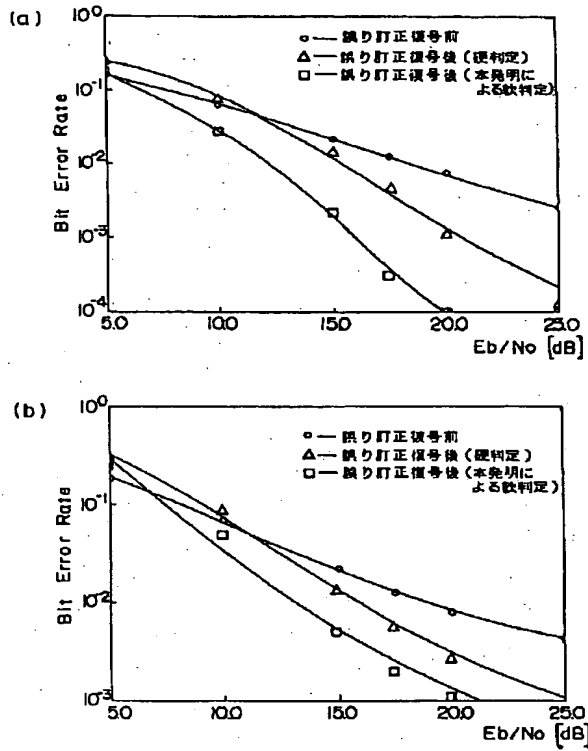
【図3】



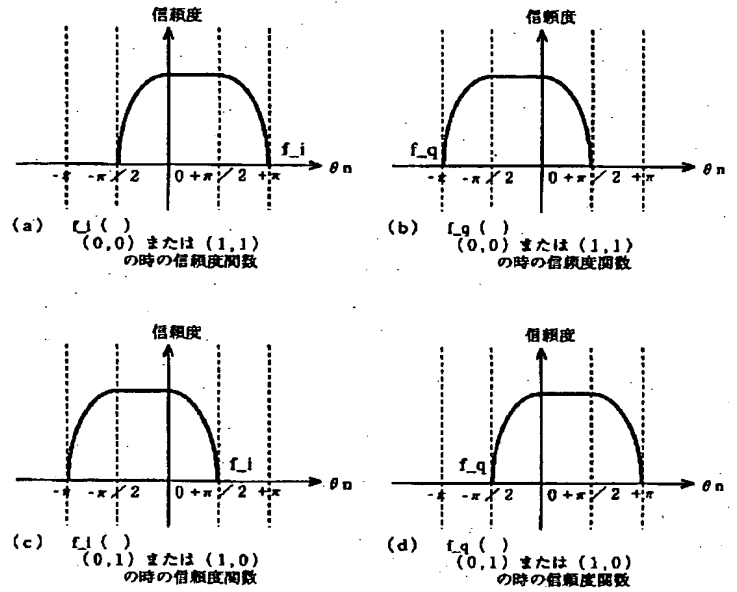
【図5】



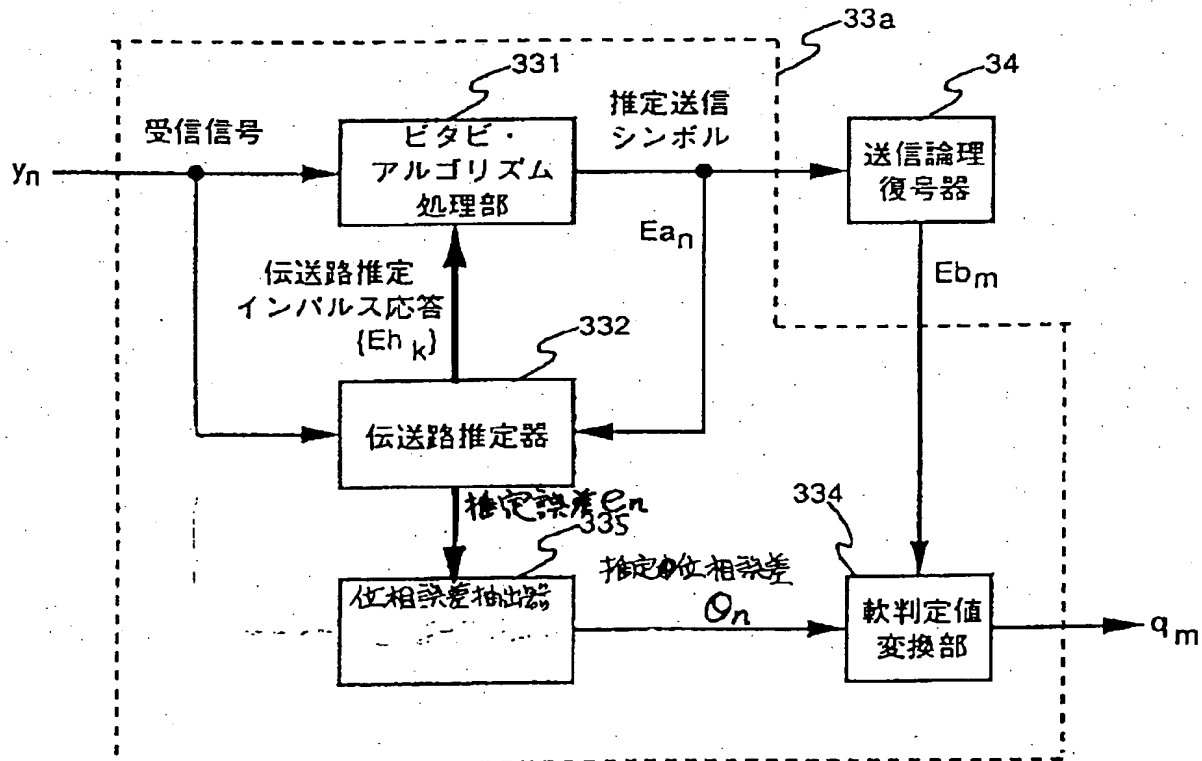
【図6】



【図9】



【図7】



【図10】

